

**E2-2 МЕТОДИ НА УПРАВУВАЊЕ РЕЗОНАНТНИ ЕНЕРГЕТСКИ КОНВЕРТОРИ
ОПТОВАРЕНИ СО ТОВАР СО ПРОМЕНЛИВА ДИНАМИКА**

Гоце Стефанов, Љупчо Карацинов

**METHODS FOR RESONANT POWER CONVERTER CONTROL SUPPLYING LOADS WITH
VARIABLE DYNAMICS**

Goce Stefanov, Ljupco Karadzinov

**E2-3 ЕДЕН ПРИСТАП КОН ДИЗАЈНИРАЊЕ ПРЕОБРАЗУВАЧ ЗА ПОВИШУВАЊЕ
НА НАПОН СО ПРЕЛЕВАЊЕ ЕЛЕКТРИЧЕН ПОЛНЕЖ**

Дејан Милчевски, Јосиф Ќосев, Гоце Љ. Арсов

**A STEP-UP SWITCHED-CAPACITOR POWER CONVERTER DESIGN
APPROACH**

Dejan Milcevski, Josif Kosev, Goce L. Arsov

**E2-4 ЕЛЕКТРОНСКИ ПРЕОБРАЗУВАЧ ЗА РАЧНО ЕЛЕКТРОЛАЧНО
ЗАВАРУВАЊЕ**

Љупчо Карајановски, Гоце Арсов

STATIC POWER ELECTRONICS CONVERTER FOR MANUAL ARC WELDING

Ljupco Karajanovski, Goce Arsov

**E2-5 ВЛИЈАНИЕ НА АНИЗОТРОПНОСТА И ДИСПЕРЗИВНОСТА НА
МУСКУЛНО ТКИВО ВРЗ РАСПРЕДЕЛБАТА НА СТРУЈА НИЗ НЕГО**

Андријана Кухар, Лидија Ололоска-Гагоска, Љубен Јанев

**MUSCLE TISSUE ANISOTROPY AND DISPERSION INFLUENCE ON
CURRENT DISTRIBUTION**

Andrijana Kuhar, Lidija Ololoska-Gagoska, Ljuben Janev

**E2-6 A SINGLE PHASE SFR PLL WITH A NOVEL TWO-PHASE GENERATOR FOR
PV MICROINVERTERS**

Slobodan Lubura, Milomir Šoja, Marko Ikić

**E3-1 A NO-REFERENCE RINGING METRIC BASED ON MACHINE LEARNING
TECHNIQUES**

Aleksandar Milchevski, Zoran Ivanovski, and Dejan Gjorgjeviki

**E3-2 IMPROVING BLIND VIDEO QUALITY ASSESSMENT USING REGIONS OF
INTEREST**

Martin Dimitrievski, Zoran Ivanovski

МЕТОДИ НА УПРАВУВАЊЕ РЕЗОНАНТНИ ЕНЕРГЕТСКИ КОНВЕРТОРИ ОПТОВАРЕНИ СО ТОВАР СО ПРОМЕНЛИВА ДИНАМИКА

Гоце Стефанов¹, Љупчо Караџинов²

¹Електротехнички факултет Радовиш, Универзитет Гоце Делчев – Штип,
goce.stefanov@ugd.edu.mk,

²Факултет за Електротехника и Информациски Технологии, Универзитет Светите Кирил и Методиј – Скопје, L.Karadzinov@feit.ukim.edu.mk

Апстракт – Во трудот се прикажани методи за управување на сериски и паралелни мостни резонантни конвертори со оптоварување кое има нелинеарна динамика, односно кое нелинеарно ја менува својата импеданса во текот на примање на енергија. Примери за примена на овој вид конвертори е во индустриските уреди за индукционо загревање и топење на метали. Разгледани се методи на управување кои даваат регулација на излезната моќност на константно ниво со прилагодување на излезниот напон и работната фреквенција. Дадени се предностите и недостатоците при имплементацијата на различните методи. Прикажани се начини на имплементација на методите со користење на микроконтролер во повратната врска. Брановите форми се прикажани со користење на симулации во програмот MATLAB-Simulink.

Клучни зборови – методи на управување, мостен резонантен енергетски конвертор, индукционо загревање.

1. ВОВЕД

Еден од основните параметри кај електронските енергетски конвертори е нивниот коефициент на полезно дејство. Дел од загубите на моќност кои го намалуваат овој коефициент се оние кои потекнуваат од комутација на струјата низ прекинувачите при нивното вклучување и/или исклучување. Тие се наречени прекинувачки загуби и пропорционално зависат од прекинувачката фреквенција.

Основна карактеристика на резонантните конвертори е тоа што нивните брановите облици на напонот и струјата се по делови синусоидални. Тоа дава можност вклучувањето и исклучувањето

да го правиме кога напонот или струјата на прекинувачот минуваат низ нулта вредност, а со тоа и прекинувачите загуби да бидат нула, а коефициент на полезно дејство да биде поголем.

Овие техники се наречени нулто напонско вклучување/исклучување (zero voltage switching – ZVS) или нулто струјно вклучување/исклучување (zero current switching – ZCS) зависно од тоа дали се случуваат кога напонот или струјата имаат вредност нула. На жалост не е можно сите вклучувања и исклучувања на сите прекинувачи да бидат без прекинувачки загуби. Ако вклучувањето е со ZVS или ZCS, тогаш исклучувањето не е при овие услови. Антипаралелните диоди, доколку ги има во користената топологија, се вклучуваат/исклучуваат под спротивни услови од прекинувачите, бидејќи тие треба да ја преземат струјата што се исклучува.

Управувањето со резонантните конвертори во голема мера е одредено и од динамиката на процесот на кој му се доставува енергија [1]–[8]. Не е исто дали процесот е временски стационарен или пак неговата динамика е временски променлива.

Кај стационарни процеси, параметрите кои го карактеризираат процесот т.е. оптоварувањето на конверторот не се временски променливи и немаат влијание на елементите на резонантното коло. Тоа се процеси кои бараат конверторот да работи како регулатор на излезен напон, како што се на пример резонантниот напонски инвертор со променлив излезен напон (напојување на антенските системи во истурени телекомуникациски станици), или резонантниот еднонасочен конвертор со регулиран излезен напон.

Кај процеси со променлива динамика параметрите на процесот, на пример индуктивноста на оптоварувањето, се временски променливи во текот на обработката и тие влијаат на резонантната фреквенција на енергетскиот конвертор [4], [5], [7].

Нејзината промена ја менува излезната моќност на конверторот. Затоа, кај вакви процеси се наметнува потреба од воведување систем за автоматско управување со резонантната фреквенција, т.е. одржување на максимална излезна моќност.

Во трудот ќе бидат прикажани методи кои денес најчесто се користат, [4], [6], за управување на сериски и паралелни мостни резонантни конвертори со оптоварување кое има нелинеарна променлива динамика, нивните предностите и недостатоците, како и начини на практична имплементацијата.

2. КАРАКТЕРИСТИКИ НА ПРОМЕНЛИВАТА ДИНАМИКА НА ПРОЦЕСОТ НА ИНДУКТИВНО ЗАГРЕВАЊЕ НА ПАРЧЕ МЕТАЛ

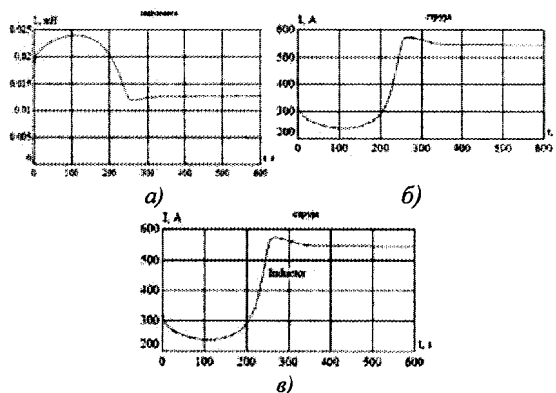
Процесот на индукционо загревање и термички третман на метални материјали е сложен и посебно интересен поради неговата специфична променлива динамика. Кај него, параметрите кои го карактеризираат обработуваниот метал (специфичната електрична отпорност ρ , релативната магнетна пермеабилност μ_r и топлинската спроводливост λ) се менуваат во текот на загревањето, а не се константни низ целиот волумен на материјалот, односно се функција од време, простор и температура. Промената на овие параметри предизвикува распределбите на јачината на магнетното поле, густината на струја и температурата да се исто така временски променливи и нерамномерни во металот.

Во процесот на индуктивно загревање и топење на метали, обработуваниот проводен материјал ја има улогата на секундарна намотка. Енергија се доставува преку примарната намотка која е калем, дел од резонантното коло на конверторот. Горенаведените електрични параметри на обработуваниот материјал може да се моделираат со одредена импеданса (пред се индуктивност и отпорност) која се пресликува на примарната страна и влијае на вкупната резонантна фреквенција на конверторот. Оваа промена во текот на обработката доведува до промена на моќноста која ја предава конверторот.

За илустрација на големината и видот на овие промени, на сликата 1 е дадена промената на индуктивноста, импедансата и струјата кај термички третман на метално парче направено од 0,4% јаглероден челик, во облик на цилиндар со должина 35 cm, внатрешен радиус $R_{int} = 3$ cm и надворешен радиус $R_{ext} = 8$ cm. Максимална температура до која се загрева изнесува 1000 °C, а времето на загревање изнесува 600 s. Загревањето е вршено со конвертор со максимална излезна моќност $S_{max} = 100000$ VA при прекинувачка фреквенција $f_{sw} = 10$ kHz.

Од сликата се гледа дека динамиката на процесот предизвикува значителна промена на импедансата

и струјата на индукциониот уред. До Кириевата температура магнетната пермеабилност расте, а после тоа започнува брзо да опаѓа и достигнува вредност блиска до 1. Во нашиот случајот тоа е некаде на околу 150 секунди од почетокот на загревањето. Затоа и индуктивноста на почетокот расте, а потоа опаѓа.



Сл. 1 – Временска зависност на (а) индуктивноста, (б) импедансата (вкупна, имагинарен и реален дел), (в) струјата низ калемот кај метално парче изложено на индукционо загревање.

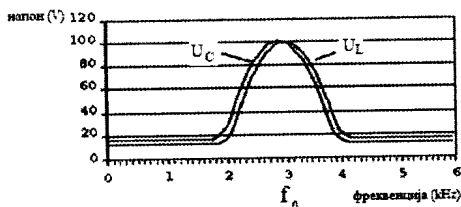
Промената на индуктивноста предизвикува поместување на резонантната фреквенција, намалување на излезната моќност, а со тоа и поспоро загревање. Затоа, за обезбедување работа со максимална моќност потребно е автоматско управување на прекинувачката фреквенција.

3. КАРАКТЕРИСТИКИ НА РЕЗОНАНТНИТЕ КОНВЕРТОРИ ОД АСПЕКТ НА НИВНОТО УПРАВУВАЊЕ И ПРЕКИНУВАЧКИТЕ ЗАГУБИ

3.1. Карактеристики на сериските резонантни конвертори

Кај сериските резонантните конвертори при прекинувачка фреквенција пониска од резонантната, импедансата во колото е доминантно капацитивна (реактансата на кондензаторот $1/\omega C$ е поголема од реактансата на калемот ωL), така што напонот на кондензаторот има поголема вредност од напонот на калемот (слика 2). На овие фреквенции напонот доцни зад струјата (струјата претходи). Во ваков режим овде немаме нулто напонско вклучување (нема ZVS), а има нулто струјно исклучување (ZCS) [7].

На фреквенција над резонантната импедансата во колото е доминантно индуктивна ($\omega L > 1/\omega C$) и напонот на калемот е поголем од напонот на кондензаторот. На овие фреквенции напонот на резонантното коло претходи пред струјата. Ваков режим подржува работа на конверторот при нулто напонско вклучување (ZVS), но исклучувањето е при некоја одредена вредност на струјата, т.е. немаме нулто струјно исклучување (нема ZCS).

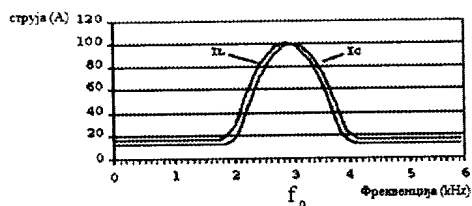


Сл. 2 – Зависност на напоните на кондензаторот и калемот од фреквенцијата кај сериски резонантно коло

На фреквенција еднаква на резонантната напоните на кондензаторот и калемот се исти. Тогаш импедансата во колото има минимална вредност.

3.2. Карактеристики на паралелните резонантни конвертори

Кај паралелни резонантни конвертори при прекинувачка фреквенција помала од резонантната, импедансата во колото е доминантно капацитивна ($\omega L < 1/\omega C$), така што струјата на калемот е поголема од струјата на кондензаторот (слика 3). Во овој случај струјата претходи пред напонот. Ваков режим подржува нулто струјно исклучување (ZCS), но нема нулто напонско вклучување (нема ZVS) [7].



Сл. 3 – Зависност на струите од фреквенцијата за паралелен резонантен конвертор

При прекинувачка фреквенција над резонантната, импедансата во колото е доминантно индуктивна ($1/\omega C < \omega L$), така што струјата на кондензаторот е поголема од струјата на калемот. Сега напонот претходи пред струјата. Во овој режим постои нулто напонско вклучување (ZVS), но нема нулто струјно исклучување (нема ZCS).

При прекинувачка фреквенција еднаква на резонантната струјата низ калемот е еднаква со струјата низ кондензаторот. Во овој случај импедансата на колото има максимална вредност.

4. МЕТОДИ ЗА УПРАВУВАЊЕ НА РЕЗОНАНТНИ КОНВЕРТОРИ ВО ПРОЦЕСИ СО ПРОМЕНЛИВА ДИНАМИКА

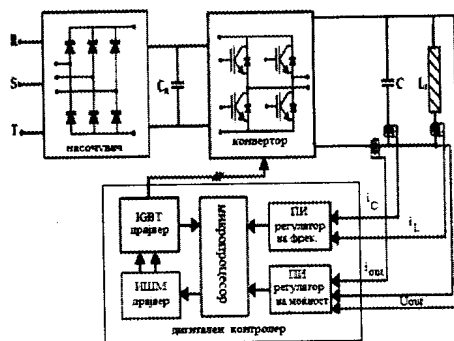
Раководејќи се од карактеристиките на резонантните конвертори најчесто се користат две методи со повратна врска за управување со работната, т.е. прекинувачката фреквенција. Првата ги следи големината на амплитудите на напоните (или струите) на калемот и

кондензаторот за да се одреди дали прекинувачката фреквенција е над или под резонантната. Ова е методата на директно регулирање на фреквенцијата. Втората метода одредува кој напон (или струја) претходи, односно колкава е нивната фазна разлика. Таа се нарекува метода на фазно управуван мостен сериски резонантен конвертор.

4.1. Метода на директно регулирање на фреквенцијата

4.1.1. Паралелен резонантен конвертор

Примената на оваа метода кај паралелен резонантен конвертор е прикажана со блок шемата дадена на сликата 4. Употребена е топологија на мостен паралелен резонантен конвертор со IGBT транзистори. Согласно кажаното во 3.2, повратна врска по струјата се обезбедува со помош на струјни трансформатори за следење на вредностите на струите на калемот, кондензаторот и вкупната струја. Вкупната струја, заедно со следењето на вредноста на излезниот напон, ни даваат податок за излезната моќност.

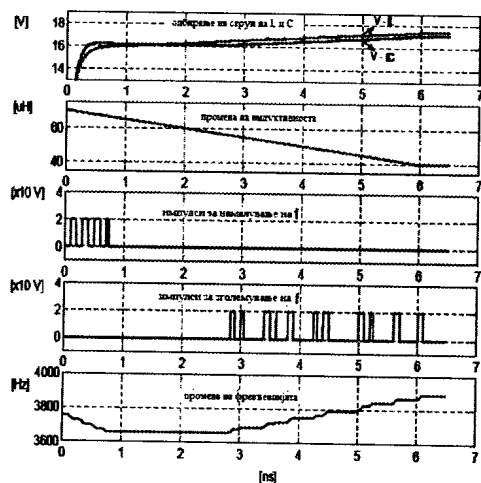


Сл. 4 – Блок дијаграм на дигитално управуван паралелен резонантен конвертор

Блокот на контролерот се состои од контролна единица за фреквенција, контролна единица за моќност, микроконтролер и излезни кола. Врз основа на влезните сигнали контролерот оценува дали конверторот работи над, под или на резонанција и презема соодветна постапка.

Задача на контролерот е да генерира поворка на импулси кои ги одредуваат прекинувачката фреквенција и факторот на исполнетост D . ПИ регулаторот за фреквенција прима сигнали за вредностите на струите на калемот и кондензаторот посебно, ги конвертира во напони кои потоа ги филтрира. Секој напонски сигнал минува низ ПИ регулатор. Потоа двата сигнали се носат на диференцијален засилувач. Сигналот на излезот од диференцијалниот засилувач се користи за управување со микропроцесорскиот излез кој е задолжен да генерира поворка на импулси за зголемување или намалување на фреквенцијата, како што е покажано подолу.

Контролерот има и ПИ регулатор за управување на моќност. Тој прима сигнали за вредностите на излезниот напон и струја, врши насочување, филтрирање и соодветно засилување. Овој сигнал се носи на ПИ регулатор и потоа, на диференцијален засилувач се споредува со зададена референтна вредност. Диференцијалниот засилувач ја засилува разликата на сигналите меѓу измерената вредност и референтната вредност. Овој сигнал се користи за управување со микропроцесорскиот излез кој го генерира факторот на исполнетост D . Кога како резултат на промената на отпорноста и индуктивноста на товарот се променил напонот на излезот од конверторот, контролерот дава наредба за промена на D за соодветно враќање на вредноста на моќноста на саканата вредност. Основниот концепт на управувањето со оваа метода е илустриран на сликата 5. Резултатите на сликата се добиени со симулации во MATLAB-Simulink.

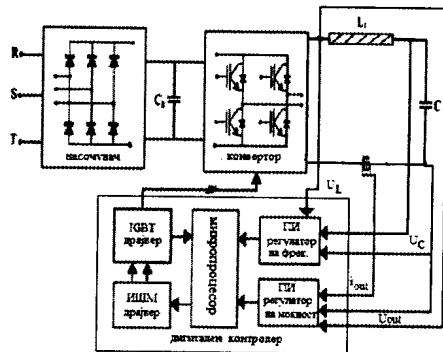


Сл. 5 – Одржување на резонантната фреквенција

Од сликата се гледа дека кога струјата низ кондензаторот е повисока од струјата низ калемот (во почетните моменти од сликата), тогаш прекинувачка фреквенција е повисока од резонантната. Контролерот на излезот генерира поворка на импулси за намалување на прекинувачката фреквенција. Спротивно, кога како резултат на динамиката на процесот, струјата низ калемот е поголема од струјата низ кондензаторот, прекинувачка фреквенција е помала од резонантната и контролерот генерира поворка на импулси за зголемување на прекинувачката фреквенција.

4.1.2. Сериски резонантен конвертор

Блок шемата за примена на оваа метода кај сериски резонантен конвертор е прикажана на сликата 6. Согласно кажаното во 3.2, во повратна врска се следат напоните на кондензаторот и калемот, а вкупниот напон на резонантното коло и струјата се користат следењето на вредноста на излезната моќност.



Сл. 6 – Блок дијаграм на дигитално управуван сериски резонантен конвертор

Блок дијаграмот на контролерот е сличен оној од претходната шема. Разликата во однос на употребениот хардвер е што дигиталната техника на директно управување со фреквенцијата кај топологијата на сериски резонантен конвертор бара само еден струен трансформатор за разлика од претходно каде имаме три. Методата е слична како кај паралелните резонантни конвертори. Разлики постојат само во величините на управување. Кај паралелните беа струи, додека овде се напони.

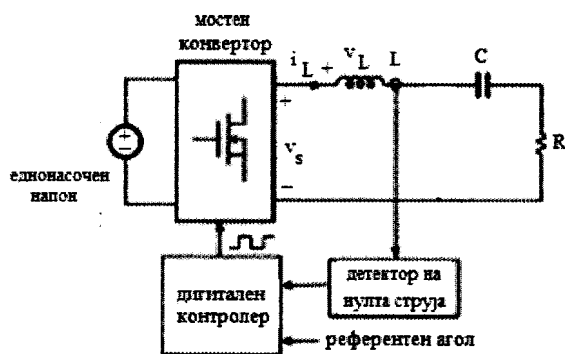
4.1.3. Недостатоци на директната метода

Недостатоци на применетата дигитална техника со директното управување на фреквенцијата кај двете топологии на резонантни конвертори е во тоа што контролираните величини не се синусоидални. Струите кои се контролираат кај паралелниот, и напоните кај серискиот, се делови од синусоида, имаат големи хармониски изобличувања, а тоа често доведува до нестабилна работа, посебно во области на поголемо отстапување на прекинувачката фреквенција од резонантната. Исто така, кај оваа метода постои можност да се излезе од режим на работа во услови на нулто напонско вклучување (ZVS) кога работи во режим под резонантната фреквенција.

4.2. Метода на фазно управуван мостен сериски резонантен конвертор

Фазното управување има неколку предности на адаптивно регулирање на работната фреквенција при промена на резонантна фреквенција. Тоа има намалена осетливоста во близина на резонантната фреквенција, како и избегната опасност за префрлање во работна точка под резонантната, при што се избегнуваат условите за не нулто напонско прекинување на прекинувачите. Од изнесеното во точката 3 знаеме дека за сериски резонантни конвертори, на фреквенции над резонантната, струјата на калемот доцни (а напонот на калемот претходи) во опсег од 0° до 90° зад вкупниот напонот на излезот од конверторот. Фазната разлика меѓу напонот и струјата е причина излезната моќност на конверторот да е намалена. Така се наметнува

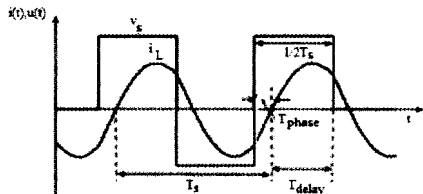
заклучок дека е можно управување со излезната моќност на конверторот со регулација на фазниот агол меѓу напонот на излез од конверторот и струјата или напонот на калемот. Со тоа прекинувачката фреквенција е индиректно управувана и регулирана преку управување на фазниот агол. Со обезбедување фазниот агол меѓу напонот и струјата да биде над 0° , но блиску до неа, ќе се обезбеди работа блиску над резонантна фреквенција, а со тоа и услови за нулто напонско прекинување (ZVS). На сликата 7 е дадена блок шема на фазно управуван мостен сериски резонантен конвертор. Величини кои се користат од управувањето во повратната врска се вкупниот напон на резонантното коло и струјата низ калемот.



Сл. 7 – Блок дијаграм на дигитално фазно управуван мостен сериски резонантен конвертор

Брановите облици на величините во овој конвертор се дадени на сликата 8. Основниот концепт се базира на детекција на периодот на струјата со нејзиното минување низ нула. Потоа, пресметка на потребното временско доцнење од минување на струјата низ нула до моментот кога ќе се вклучат/исклучат горниот транзистор во едната гранка со долниот транзистор во другата гранка на мостот (и исклучат/вклучат долниот транзистор од првата гранка со горниот од втората гранка), со што се постигнува саканото фазно доцнење.

Фазното управување може да биде изведено со управување на фазниот агол меѓу струјата низ калемот и вкупниот напон на резонантното коло (струјно управување), или со управување на фазниот агол меѓу напонот на калемот и вкупниот напон на резонантното коло (напонско управување). Струјното управување дава постабилни резултати бидејќи струјата е синусоидална (слика 8). Но управувањето на фазниот агол со струјно управување бара струен трансформатор. Напонското управување може да резултира со значајни фазни грешки поради хармониските компоненти на напонот на калемот. Но од друга страна напонското управување е поевтино, бара само една додатна намотка на калемот и нема потреба од струен трансформатор.



Сл. 8 – Бранови форми на вкупниот напон и струјата низ калемот кај сериски резонантен конвертор.

Од сликата 8 се гледа дека:

$$T_{\text{delay}} + T_{\text{phase}} = \frac{T_s}{2} \quad (1)$$

Каде T_{delay} е променливата која ја управуваме, а T_{phase} е временски еквивалент на фазата на струја на калемот, односно:

$$T_{\text{phase}} = \Delta\varphi_{\text{ref}} \frac{T_s}{360^\circ} \quad (2)$$

Овде $\Delta\varphi_{\text{ref}}$ е референтен фазен агол (вредност на фазниот агол меѓу напонот на излезот и струјата низ калемот). Од двете горни равенки со замена добиваме:

$$T_{\text{delay}} = \frac{T_s}{2} - \Delta\varphi_{\text{ref}} \frac{T_s}{360^\circ} \quad (3)$$

Струјата низ калемот може фазно да варира од 0° до 90° . Воведуваме нова варијабла θ :

$$\theta = \frac{\Delta\varphi_{\text{ref}}}{90^\circ} \quad (4)$$

па равенката (3) добива форма

$$T_{\text{delay}} = \frac{T_s}{4} (2 - \theta) \quad (5)$$

Равенката (5) покажува дека за даден период и фазна разлика може да се пресмета потребното T_{delay} при метода на струјно управување.

Дигиталната имплементација на оваа метода се одвива во следните чекори:

- 1) Детекција на минувањето на струја на калемот низ нула со употреба на високо брзински компаратор.
- 2) Одредување на периодот T_s на претходниот циклус еднаков на интервалот меѓу две минувања на струјата низ нула.
- 3) Пресметка на T_{delay} според равенката (5).
- 4) Чекање T_{delay} по кое време се исклучува горниот транзистор од првата гранка на мостот и долниот транзистор од втората, а по истекот на т.н. мртво време вклучување на горниот транзистор од втората гранка и долниот транзистор од првата.
- 5) Чекање времетраење од половина T_s , потоа исклучување на горниот транзистор од втората гранка и долниот транзистор од првата, чекање на мртвото време, вклучување

Каде $T_s(n-1)$ е периодот на претходниот циклус, а $\theta[n] = \Delta\phi_{ref}[n]/90^\circ$. Бидејќи $0 \leq \theta[n] \leq 1$ тоа ја олеснува дигиталната имплементација и последната равенка може да се напише како:

$$T_{delay}[n] = \frac{T_s[n-1]}{4} \left[\frac{(2^m - 1) + (2^m - 1 - \theta[n])}{2^m} \right] \quad (7)$$

Каде $0 \leq \theta[n] \leq 2^m - 1$, m е број на битови со кои се врши обработката. $\theta[n] = 0$ одговара на 0° , а $\theta[n] = 2^m - 1$ одговара на 90° .

Од последната равенка се гледа дека периодот на прекинување на претходниот циклус е употребен за пресметка на доцнењето на тековниот циклус. Последната равенка може да се реализира со користење на стандардни дигитални CMOS кола или програмабилни кола како микропроцесор или дигитален сигнал процесор (ДСП).

5. ЗАКЛУЧОК

Во трудот се прикажани најчесто користените методите за управување на сериски и паралелни резонантните конвертори кога се применети во апликации каде процесот напојуван со енергија има временски променлива и нелинеарна динамика, како што се уредите за индукционо загревање и топење на метали. Направена е анализа на методите, дадени се нивните

- [2] Orban M., Orban M., Ianakiev K. Katzelin E., *Static Converters and their Application*, St. Ivan Rilski, Publishing house, University of Mining and Geology, Sofia, 2002.c
- [3] Henze C., Mohan N., Hayes J., *Constant Frequency Resonant Power Converter with Zero Voltage Switching*, U.S.Patent, Aug.1989.
- [4] Unver H.M., Aydemir M.T., *Power and Frequency Control in a 60 kW Induction Steel Hesting Furnaces through PLC*, National Scientific Meetings, Ankara, Turkey, 9-12 September 2002.
- [5] Kwon Y., Yoo S., Hyun D., *Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1:575-581, 14-18 Mar 1999.
- [6] Yin Y., Regan Z., *Digital Phase Control for Resonant Inverters*, IEEE Power Electronics Letters, Vol. 2, June 2004.
- [7] Stefanov G., Karadzinov L., *Phase Controlled Bridge Converter With Serial Resonance Load*, 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010, 978-1-4244-7855-2/10/\$26.00 ©2010 IEEE, T3 81-87, Ohrid, R. Macedonia.
- [8] Stefanov G., Karadzinov L., V. Sarac, *Regulation of the output power at the resonant converter*, MMT 2011, Volume 5, Sanny Beach, Bulgaria, 07.06.-11.06.2011.

Summary

METHODS FOR RESONANT POWER CONVERTER CONTROL SUPPLYING LOADS WITH VARIABLE DYNAMICS

Goce Stefanov¹, Ljupco Karadzinov²

¹ Faculty of Electrical Engineering – Radovis, UGD –Stip, goce.stefanov@ugd.edu.mk

² Faculty of Electrical Engineering and IT, Ss. Cyril and Methodius University – Skopje, L.Karadzinov@feit.ukim.edu.mk

Abstract – The paper presents control methods used in series and parallel full-bridge resonant converters in applications where the load has a variable dynamics and it changes its impedance during its power treatment. Examples of such applications include industrial induction metal heating and melting. The methods presented give constant power regulation by adjusting both, the output voltage and the switching frequency. The methods are analyzed and their advantages and drawbacks are given. Practical implementation issues are presented using microcontroller in the feedback loop. The signal waveforms are obtained using simulation program MATLAB-Simulink.

Keywords – control methods, full bridge resonant power converter, induction heating.